

PAT-NO: JP410190522A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 10190522 A

TITLE: DIRECT SPREADING CDMA TRANSMISSION
SYSTEM RECEIVER

PUBN-DATE: July 21, 1998

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

FUKUMOTO, AKIRA

SAWAHASHI, MAMORU

ADACHI, FUMIYUKI

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

N T T IDO TSUSHINMO KK

COUNTRY

N/A

APPL-NO: JP08346025

APPL-DATE: December 25, 1996

INT-CL (IPC): H04B001/707

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide RAKE reception without requiring an RAKE synthetic (common-mode synthesization) multi-path search function in a CDMA transmission system.

SOLUTION: A received signal is reversely spreaded by a matched filter 101 and a correlative detection value is outputted at every chip. The channels of respective multi-path signals separated at every chip cycle are estimated through the use of a pilot symbol at every multi-path by a channel estimating and compensating part 110. A matched filter output is inputted to respective average signal power measuring part 120 so as to generate an average delay profile. A threshold deciding part 140 decides the threshold of signal power for executing RAKE synthesization as against the max. signal power of the average delay profile. A synthetic path selecting part 150 selects the multi-path of signal power with the higher threshold and

the channel estimating/ compensating part output of the selected multi-path is synthesized by a RAKE synthesizer 160.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

(11)特許出願公開番号

特開平10-190522

(43)公開日 平成10年(1998)7月21日

D

審査請求 未請求 請求項の数 3 OL (全 12 頁)

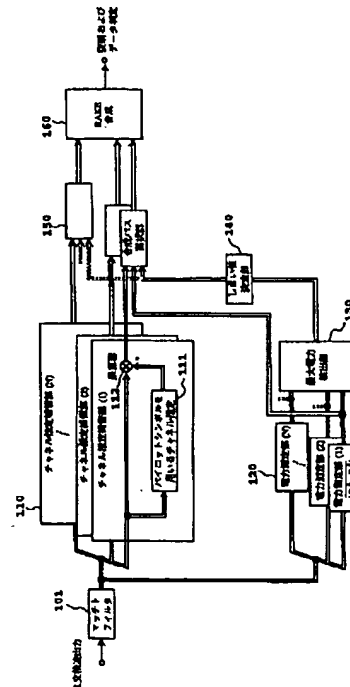
(74)代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

(54) 【発明の名称】 直接拡散CDMA伝送方式の受信機

(57) 【要約】

【課題】 CDMA伝送方式におけるRAKE合成マルチパスサーチ機能の不要なRAKE受信を提供する。

【解決手段】 受信された信号は、マッチトフィルタ101により逆拡散され、1チップ毎に相関検出値が出力される。各チップ周期毎に分離された各マルチパス信号は、チャンネル推定補償部110で各マルチパス毎にパイロットシンボルを用いてチャンネルが推定される。また、マッチトフィルタ出力は各平均信号電力測定部120に入力され、平均的遅延プロファイルが生成される。しきい値決定部140において、平均的遅延プロファイルの最大信号電力に対してRAKE合成を行う信号電力のしきい値を決定する。合成パス選択部150で、しきい値より高い信号電力のマルチパスを選択し、選択されたマルチパスのチャンネル推定補償部出力をRAKE合成器160によって合成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直接拡散CDMA伝送方式の受信機において、

デジタル化された受信拡散信号を逆拡散して、一定範囲時間積分して相関検出値を出力するマッチトフィルタと、

前記マッチトフィルタ出力信号に対して、各スロットにおけるチップ周期毎の全マルチパスのチャネルを推定するチャネル推定部と、

前記マッチトフィルタ出力信号の情報シンボルに対して、前記チャネル推定部出力の全マルチパスに対するスロット毎のチャネル推定値を用いて、各マルチパスのチャネル変動を補償するチャネル変動補償部と、

前記マッチトフィルタ出力のチップ周期毎の各マルチパス信号の平均受信信号電力を測定する平均信号電力測定部と、

しきい値を出力するRAKE合成パスしきい値制御部と、

前記RAKE合成パスしきい値制御出力信号および前記平均信号電力測定部出力信号により、前記チャネル変動補償部からの各マルチパス信号を選択して出力するRAKE合成パス選択部と、

前記RAKE合成パス選択部出力を合成するRAKE合成部とを有することを特徴とする直接CDMA伝送方式の受信機。

【請求項2】 請求項1記載の受信機において、前記チャネル推定部は、パイロットシンボルを用いてチャネルを推定することを特徴とする受信機。

【請求項3】 請求項1または2記載の受信機において、さらに、前記平均信号電力測定部からの出力信号から最大信号電力を検出する最大信号電力検出部を有し、前記RAKE合成しきい値制御部は、前記最大信号電力検出部からの最大電力からしきい値を求めることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動通信においてスペクトル拡散を用いてマルチプルアクセスを行う直接拡散CDMA(Code Division Multiple Access)伝送方式を適用する移動通信方式における受信機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】直接拡散CDMA(DS-CDMA)伝送方式は、情報データを変調信号を高速レートの拡散符号で広帯域の信号に拡散して伝送する方式である。この方式は、各ユーザに異なる拡散符号を割り当てることにより複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信を行っている。

【0003】図6に従来のDS-CDMA伝送方式にお

ける受信装置構成を示す。図6に示した受信装置において、受信した拡散変調信号は、低雑音増幅器603で増幅した後、発振器604からの周波数と乗算器605により乗算され、バンドパスフィルタ(BPF)606を通して、中間周波数(IF周波数)信号に周波数変換される。その後、自動利得制御増幅器(AGC増幅器)607で線形増幅する。受信信号の振幅包絡線を包絡線検波器608により検出し、この振幅変動をAGC増幅器607に負帰還して、フェージングに起因する振幅変動を補償している。AGC増幅器607により線形増幅された信号は、直交検波器609によりベースバンド信号に直交検波される。そして、このベースバンド同相(I)、直交(Q)成分をA/D変換器612、613でデジタル値に変換する。デジタル値に変換された拡散変調信号は、それぞれのマルチパス信号の遅延時間に同期した拡散符号レプリカを用いて、スライディング相関器632で逆拡散処理する。逆拡散された各マルチパス信号を遅延検波あるいは同期検波を行ってデータ復調を行う。

【0004】この従来例においては、送信フレームにおいて情報シンボル間に一定周期でパイロットシンボルを挿入し、このパイロットシンボルを用いて絶対同期検波復調を行っている。この絶対同期検波復調方式について説明する。

【0005】陸上移動通信においては、基地局、移動局の相対位置の移動により、フェージングと呼ばれる受信信号の振幅及び位相変動を受ける。同期検波復調を行うためには、受信機においてこのフェージングに起因する複素包絡線、すなわち振幅及び位相変動(あるいはチャネルと称する)を推定する必要がある。このため、送信情報シンボルに一定周期で、既知のパイロットシンボルを挿入している。この既知のパイロットシンボルを用いて、周期的に受信フェージング複素包絡線を求めることができる。この値を用いて、パイロットシンボル間の情報シンボル位置におけるフェージング複素包絡線を求めることができる。このように、パイロットシンボルから求めた値を用いて、各情報シンボルのフェージング複素包絡線変動(チャネル変動)を補償することができる。

【0006】このチャネル変動補償された複数のマルチパス信号を同相合成(RAKE合成)することにより、干渉信号あるいは熱雑音に対して信号電力比を向上することができる。

【0007】RAKE合成するマルチパス信号の選択は、サーチフィンガと称されるスライディング相関器で行う。サーチフィンガでは、チップ周期毎に信号電力測定部で逆拡散信号の信号電力を測定し、平均的に受信信号レベルの大きな遅延波を選択する。

【0008】図7は、従来のスライディング相関器を用いた場合のサーチフィンガのアルゴリズムの一例を示している。

【0009】さて、1個のスライディング相関器を用いた場合には、1シンボル毎に1つのマルチパスの相関値（逆拡散値）が得られ、このマルチパス信号の受信信号電力を測定することができる。前述のようにRAKE合成パスの選択には（基地局、移動局間の距離変動、及びシャドウイングに起因する変動を受けた後の）平均的信号レベルの大きなマルチパス信号を選択する必要がある。一方、陸上移動通信環境下ではレイリーフェージングに起因する瞬時変動を受ける。1回での受信信号レベルの測定では、あるマルチパス信号に対して、たまたまこのレイリーフェージング変動で受信信号レベルが落ち込んでいたために信号レベルが低く、RAKE合成パスの選択から漏れる場合もある。

【0010】従って、瞬時レベル変動の影響を取り除くために、レイリーフェージング変動を平均化した信号に対して受信信号レベルを測定する必要がある。そこで、図7に示すように、信号電力測定をX回繰り返し、X回の平均信号電力により平均的遅延プロファイルを作成している。そして、その平均された遅延プロファイルから、上位L個のRAKE合成マルチパスを選択する。

【0011】1個のスライディング相関器を用いた場合には、この1回の平均的遅延プロファイルを作成するためには $N \times X$ シンボル時間要し、この時間毎にRAKE合成するマルチパス信号を更新する。従ってs個のスライディング相関器（サーチフィンガ）を用いた場合には、1回の平均的遅延プロファイルを作成するのに $(N \times X) / s$ シンボル時間を要することになる。

【0012】移動局が基地局に対して高速で移動するときには、この遅延プロファイルの変動は早くなるために、このスライディング相関器を用いるマルチパスサーチでは、時間がかかり遅延プロファイルの変動に追従できなくなる場合がある。

【0013】一方、高速なマルチパスサーチを行うためには、マルチパスサーチ範囲、及び平均化回数を小さくすればよいが、サーチ範囲を狭くするとRAKE合成の時間ダイバーシチ効果を低減することになり、また信号電力を平均化回数を低減するとRAKE合成マルチパスの選択を正確に行うことができなくなる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】前述のように、移動局が基地局に対して高速移動する場合には、遅延プロファイルの変動も高速になり、従来のスライディング相関器を用いたサーチフィンガでは、RAKE合成のためのマルチパスの更新を高速かつ正確に行うことができなくなる。

【0015】本発明の目的は、マッチトフィルタをベースにしたRAKE合成を行うことにより、RAKE合成マルチパスサーチ機能の不要なRAKE受信機を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1記載の発明は、直接拡散CDMA伝送方式の受信機において、デジタル化された受信拡散信号を逆拡散して、一定範囲時間積分して相関検出値を出力するマッチトフィルタと、マッチトフィルタ出力信号に対して、各スロットにおけるチップ周期毎の全マルチパスのチャネルを推定するチャネル推定部と、マッチトフィルタ出力信号の情報シンボルに対して、チャネル推定部出力の全マルチパスに対するスロット毎のチャネル推定値を用いて、各マルチパスのチャネル変動を補償するチャネル変動補償部と、マッチトフィルタ出力のチップ周期毎の各マルチパス信号の平均受信信号電力を測定する平均信号電力測定部と、しきい値を出力するRAKE合成パスしきい値出力部と、しきい値出力部の出力信号および前記信号電力測定部出力信号により、チャネル変動補償部からの各マルチパス信号を選択して出力するRAKE合成パス選択部と、RAKE合成パス選択部出力を合成するRAKE合成部とを有することを特徴とする。

【0017】本発明のRAKE受信機では、マッチトフィルタを用いて、マルチパスサーチ範囲における全マルチパス信号からしきい値により信号を選択して、RAKE合成している。この構成を用いることにより、基本的に全マルチパスを合成し、信号レベルの小さなチップ位相におけるRAKE合成の除外処理を平均的遅延プロファイルを用いたしきい値判定により行うことができる。マッチトフィルタでは時系列に遅延プロファイルを生成できるため、高速な遅延プロファイル変動に対して精度よくRAKE合成を行うことができる。

【0018】また、サーチ範囲内のしきい値を満たす全てのマルチパスを合成するため、特にチップレートが高速な、すなわち、直接拡散CDMAに対してRAKEによる時間ダイバーシチ効果による受信品質が特性改善を実現することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】図面を用いて、本発明の実施の形態を説明する。

【0020】図1に、本発明の基本的構成を示す。

【0021】図1において、受信された信号は、直交検波およびA/D変換されたベースバンド信号として、マッチトフィルタ101に入力される。入力されたベースバンド信号は、マッチトフィルタ101により逆拡散され、RAKE合成パスサーチ範囲（Pシンボル）内で1チップ毎に相関検出値が出力される。RAKE合成パスサーチ範囲は全ての遅延波が到来するのに十分な値をとる必要がある。また、NはPシンボルにおける全チップ数とする。

【0022】マッチトフィルタ出力の各チップ周期毎に出力されて分離された各マルチパス信号は、各マルチパス毎にパイロットシンボルを用いてチャネル（フェージング複素包絡線）が推定される。これは、チャネル推定

補償部110において行われ、ここで、それぞれのマルチパスのチャネル変動が補償される。チャネル推定補償部110では、パイロットシンボルによって求めた各情報シンボルのチャネル推定値の複素共役信号とマッチトフィルタ出力の情報シンボルとを乗算することにより、補償を実現している。

【0023】また、マッチトフィルタ出力は各平均信号電力測定部120に入力され、サーチ範囲の全チップ位相における平均受信信号電力が測定され平均的遅延プロファイルが生成される。マルチパスサーチ範囲における最大信号電力は、最大電力検出部130で検出する。しきい値決定部140において、最大信号電力に対してRAKE合成を行う信号電力のしきい値を決定する。このしきい値は、例えば、最大信号電力検出部130の出力と一定のしきい値決定ゲインを乗算して求めることができる。

【0024】RAKE合成を行う信号電力のしきい値を定めているのは、信号電力の低いマルチパス信号を合成しても、信号電力の増大による特性改善は見込まれず、他ユーザの受信信号の相互相関及び熱雑音成分を合成してしまい、返って特性が劣化するからである。しきい値を設け、信号電力の低い信号を合成しないようにして、このことを防いでいる。

【0025】合成パス選択部150では、信号電力測定部120で測定した各マルチパスの平均受信信号電力と合成パス選択しきい値が比較され、しきい値より高い信号電力のマルチパスを選択し、選択されたマルチパスのチャネル推定補償部出力をRAKE合成器160によって合成する。

【0026】図2を用いて、図1に示した構成におけるRAKE合成マルチパス選択と合成を説明する。

【0027】図2において、マッチトフィルタ101によりN個のパスに分離された信号は、チャネル推定補償部110で各マルチパス毎にパイロットシンボルを用いてチャネル推定され、チャネル変動補償が行われる

(d)。また、マルチパスサーチ範囲における平均的遅延プロファイルを作成(a)し、この平均的遅延プロファイルから最大信号電力を検出する(b)。また、この信号電力に対してRAKE合成パスのしきい値電力を決定する(b)。それぞれのチップ位相におけるマルチパスの信号電力をしきい値と比較して(c)、しきい値電力を超えるマルチパス信号のみをRAKE合成する *

$y_{n,m}^{(l)}$ は n 番目のスロットの m 番目のシンボルの 1 番目のパスの逆拡散信号

【0037】とする。同様に 1 番目のマルチパスの (n + 1) 番目のスロットのパイロットシンボルにおける

【0038】

【外3】

フェージング複素包絡線推定値 $\hat{\xi}_{(n+1)}^{(l)}$

※50

* (e)。

【0028】図1および図2で説明したように、上記構成においては、マッチトフィルタを用いて、マルチパスサーチ範囲における全マルチパス信号からしきい値により信号を選択して、RAKE合成している。この構成を用いることにより、基本的に全マルチパスを合成し、信号レベルの小さなチップ位相におけるRAKE合成の除外処理を平均的遅延プロファイルを用いたしきい値判定により行うことができる。マッチトフィルタでは時系列に遅延を生成できるため、高速な遅延プロファイル変動に対して精度よくRAKE合成を行うことができる。

【0029】また、サーチ範囲内のしきい値を満たす全てのマルチパスを合成するため、特にチップレートが高速な、すなわち、直接拡散CDMAに対してRAKEによる時間ダイバーシチ効果による受信品質が特性改善を実現することができる。

【0030】図3で、本発明におけるチャネル推定のアルゴリズムの例を説明する。

【0031】対象の信号は、 N_p 個のパイロットシンボルからなるパイロットブロックを N_s 個の情報シンボルごとに挿入するフレーム構成である(a)。n 番目のスロットにおける 1 番目のマルチパスのマッチトフィルタ出力信号を平均化して、1 番目のマルチパスの n 番目のスロットのパイロットシンボルにおける

【0032】

【外1】

フェージング複素包絡線推定値 $\hat{\xi}_n^{(l)}$

【0033】を次のように求める(b)。

【0034】

【数1】

$$\hat{\xi}_n^{(l)} = \sum_{m=1}^{N_p} \frac{y_{n,m}^{(l)}}{N_p},$$

$$(1 \leq m \leq N_p)$$

【0035】ここで

【0036】

【外2】

※【0039】を次式のように表される(b)。

【0040】

【数2】

(5)

特開平10-190522

8

$$\hat{\xi}_{(n+1)}^{(l)} = \sum_{m=1}^{N_p} \frac{y_{(n+1),m}^{(l)}}{N_p}, \quad * \text{【0041】} \\ \text{【外4】}$$

$$(1 \leq m \leq N_p)$$

*

$\hat{\xi}_n^{(l)}$ と $\hat{\xi}_{(n+1)}^{(l)}$ を用いて1番目のバスのn番目のスロットにおけるm番目の情報

シンボルのフェージング複素包絡線(チャネル)推定値 $\tilde{\xi}_{n,m}^{(l)}$ を推定する(c)

。この情報シンボルにおけるフェージング複素包絡線 $\tilde{\xi}_{n,m}^{(l)}$

【0042】を推定する方法には、例えば次に示すよう ※けるフェージング複素包絡線推定値を平均する方法。
に3つの方法がある。 20 【0044】

【0043】(1) 2スロットのパイロットシンボルにお※ 【数3】

$$\tilde{\xi}_{n,m}^{(l)} = \frac{\hat{\xi}_n^{(l)} + \hat{\xi}_{(n+1)}^{(l)}}{2},$$

$$((N_p + 1) \leq m \leq (N_p + N_s))$$

【0045】(2) 2スロットのパイロットシンボルにお ★【0046】

ける ★30 【外5】

フェージング複素包絡線推定値 $\tilde{\xi}_n^{(l)}$ と $\hat{\xi}_{(n+1)}^{(l)}$

【0047】を1次内挿補間する方法 ☆【数4】

【0048】 ☆

$$\tilde{\xi}_{n,m}^{(l)} = \left(1 - \frac{m - (N_p/2)}{N_p + N_s}\right) \hat{\xi}_n^{(l)} + \left(\frac{m - (N_p/2)}{N_p + N_s}\right) \hat{\xi}_{(n+1)}^{(l)},$$

$$((N_p + 1) \leq m \leq (N_p + N_s))$$

【0049】(3) 同スロットのパイロットシンボルに ◆報シンボルを蓄積するメモリは不要である。
におけるフェージング複素包絡線推定値を用いる方法 【0050】この推定された

このうち、(3)の方法は過去のパイロットシンボルにお 【0051】

けるフェージング複素包絡線のみを用いているので、情◆ 【外6】

$\tilde{\xi}_{n,m}^{(l)}$ を用いてチャネル変動を補償された信号

【0052】を次式で示すようにRAKE合成する。

【0053】

【数5】

$$\tilde{y}_{n,m}^{(l)} = \sum_{l=1}^L y_{n,m}^{(l)} \tilde{\xi}_{n,m}^{(l)*}$$

$$((N_p + 1) \leq m \leq (N_p + N_s))$$

【0054】ここで*は複素共役を示す。

【0055】図4は、図1で用いているマッチトフィルタの例を示している。

【0056】図4において、402は1チップ分の遅延素子、403は乗算器、404は累加器である。この構成において、マッチトフィルタにKチップ周期の拡散系列で拡散されている受信信号が入力されると、マッチトフィルタは拡散系列との相関をとる。

【0057】さて、入力された信号は、遅延素子402で1チップづつKチップまで遅延される。k(1 ≤ k ≤ K)チップ遅延された信号は、拡散系列の(K-k)番目の符号と乗算器403で乗算される。この様にして、各遅延信号と拡散符号の積は合成され相関をとられる。

【0058】このマッチトフィルタにおいて、入力信号と拡散系列の符号同期がとられた場合は相関は大きくなり、同期がとられていない場合は相関は小さい。マルチパス環境下では、遅延波が到来した場合に大きな相関が検出される。従ってマッチトフィルタ出力から遅延プロフィールが得られる。

【0059】図5に図1の構成を用いて、受信部構成とした例を示す。符号は、図1および図6と同様の動きをするものには、同じ符号を付している。

【0060】図5において、受信した拡散変調信号は低雑音増幅器603で増幅された後、発振器604と乗算器605およびBPF606により、IF周波数に周波数変換される。そして、AGC増幅器607によってフェージングに起因する振幅変動を補償され、直交検波器609により直交検波される。直交検波器609の出力ベースバンド信号はA/D変換器612および613でデジタル信号に変換される。

【0061】デジタル値に変換された信号は、マッチトフィルタ101により逆拡散され、RAKE合成バスサーチ範囲(Pシンボル)内で1チップづつずらしたN個のバス成分に分離される。逆拡散された各マルチパス信号は、チャンネル推定補償部110でチャンネル変動が補償される。また、信号電力推定部120で各チップ位相における平均受信信号電力が測定され、平均遅延プロフィールが生成され、得られたプロフィールの最大信号電力が最大信号電力検出部130で検出される。この最大信号電力としきい値決定ゲインを用いてしきい値決定部140により、RAKE合成バスを選択するためのしきい値が決定される。合成バス選択部150は、しきい値より高い信号電力のマルチパスを選択しRAKE合成する。

10

【0062】RAKE合成された信号は、デインターリーブ回路642により誤りをランダム化され、ビタビ復号器643により復号される。

【0063】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の受信装置では、マッチトフィルタを用いて、マルチパスサーチ範囲における全マルチパス信号を、しきい値制御を行うことによりRAKE合成するため、高速な遅延プロフィール変動に対して精度よく、RAKE合成を行うことができる。

【0064】また、サーチ範囲内のしきい値を満たす全ての全マルチパスを合成するため、特にチップレートが高速な、すなわち広帯域DS-SS-CDMAに対してRAKEによる時間ダイバーシチ効果による受信品質の特性改善を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本構成を示すブロック図である。

【図2】本発明におけるRAKE合成バス成分選択と合成を説明する図である。

【図3】本発明におけるチャンネル推定の例を説明する図である。

【図4】マッチトフィルタの構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の受信機の構成を示すブロック図である。

【図6】従来のDS-SS-CDMA受信装置の構成を示すブロック図である。

【図7】従来のスライディング相関器を用いた場合のサーチアルゴリズムを説明する図である。

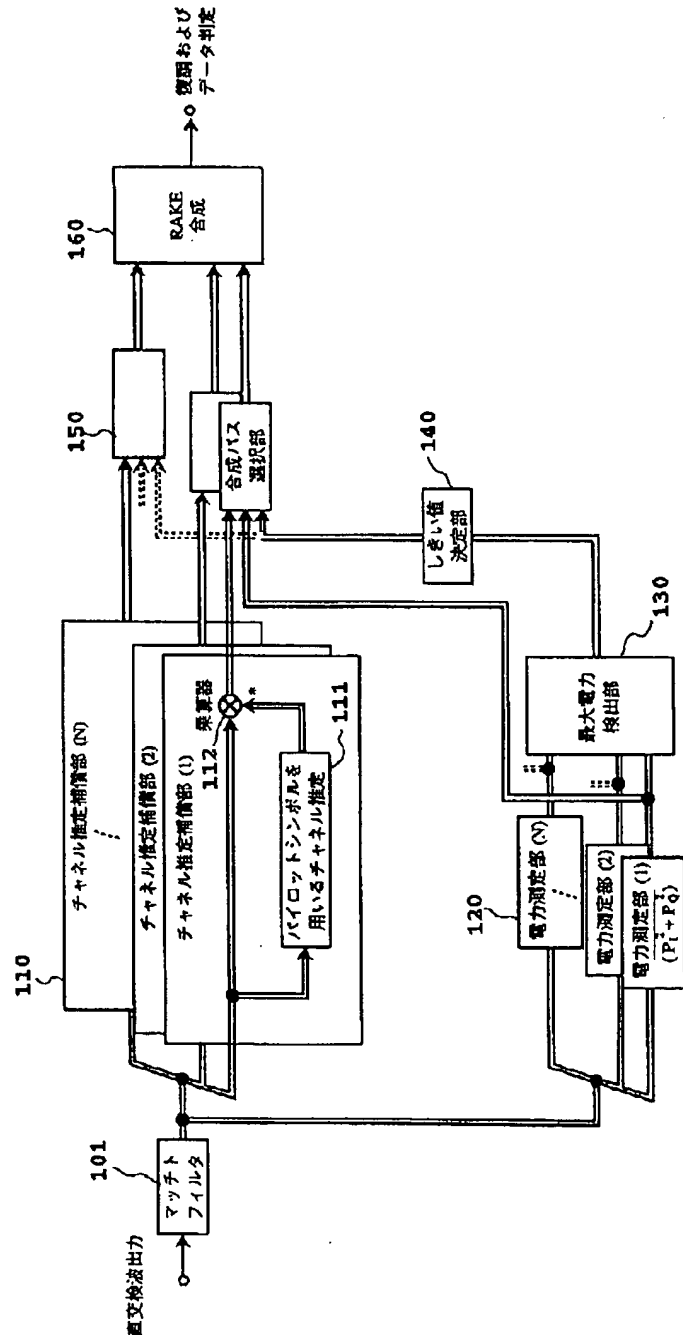
【符号の説明】

- 101 マッチトフィルタ
- 110 チャンネル推定補償部
- 111 パイロットシンボルを用いるチャンネル推定部
- 112 乗算器
- 120 平均信号電力測定部
- 130 最大電力検出部
- 140 しきい値決定部
- 150 合成バス選択部
- 160 RAKE合成部
- 601 アンテナ
- 602 バンドパス・フィルタ(BPF)
- 603 低雑音増幅器
- 604 乗算器
- 605 発振器
- 606 バンドパス・フィルタ(BPF)
- 607 自動利得制御増幅装置(AGC増幅器)
- 608 包絡線検波器
- 609 直交検波器
- 610, 611 ローパス・フィルタ(LPF)
- 612, 613 A/D変換器

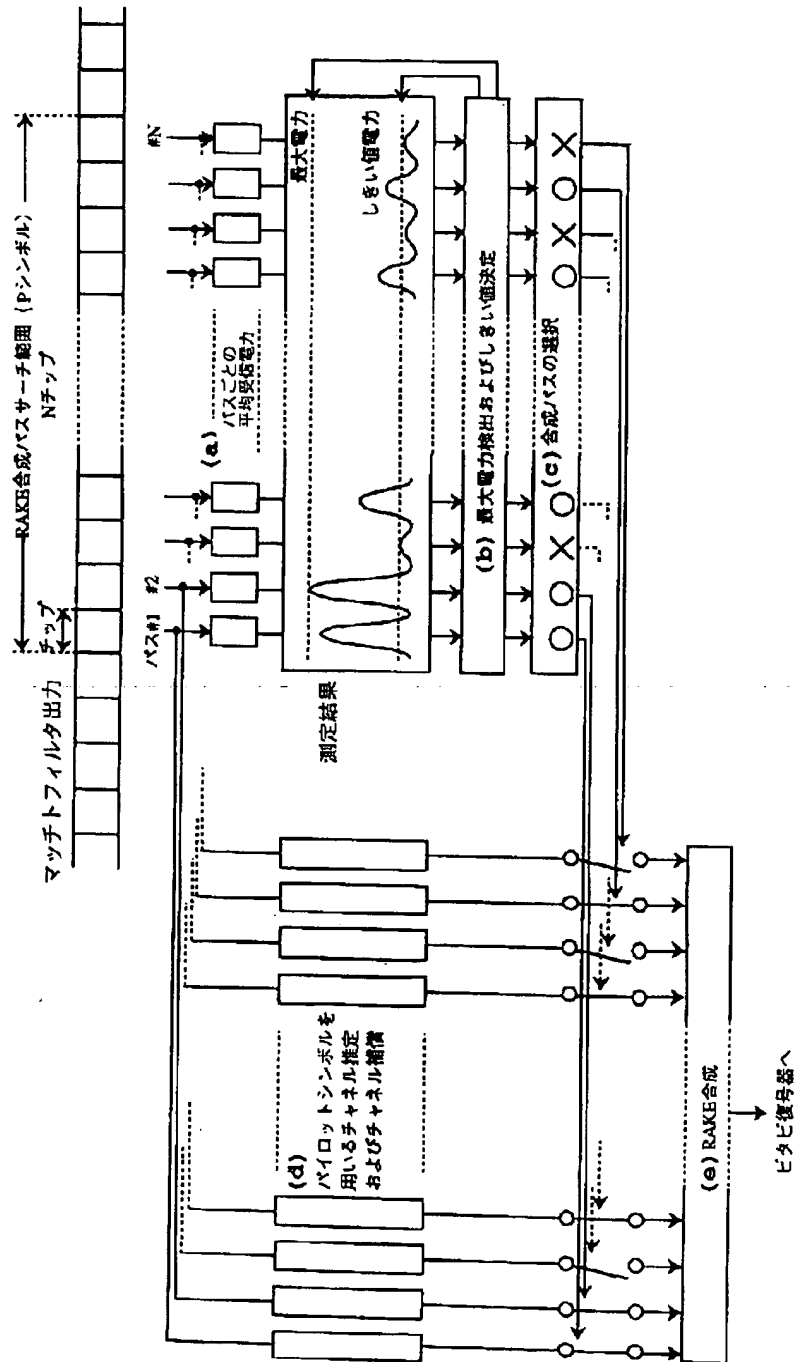
1.1
 620 RAKEパス合成バスマフィンガ
 631 拡散符号生成部
 632 スライディング相関器
 633 チャネル推定器
 634 乗算器
 641 RAKE合成器

1.2
 642 デインタリーバ
 643 ビタビ復号器
 644 データ判定器
 645 スライディング相関器
 646 電力測定部
 647 RAKE合成パス選択部

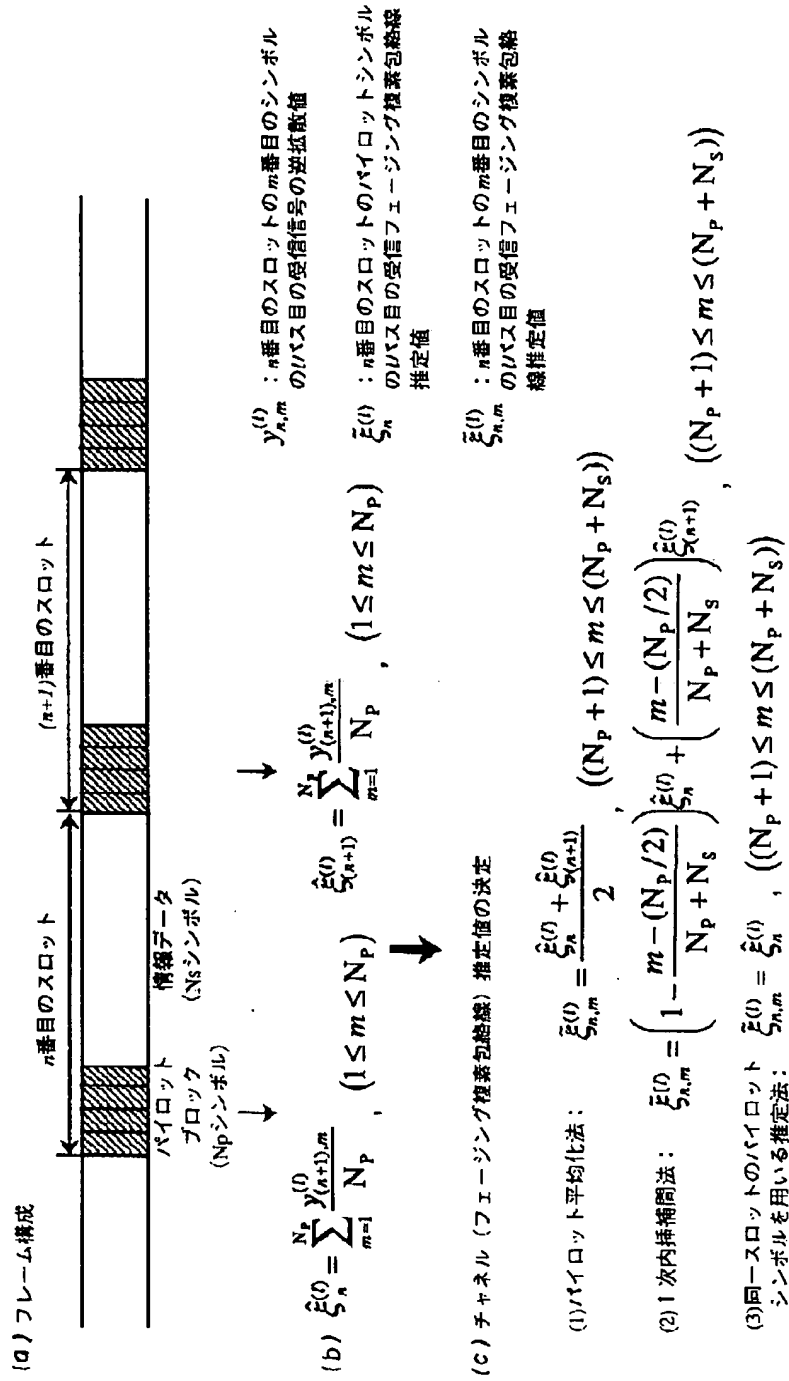
【図1】



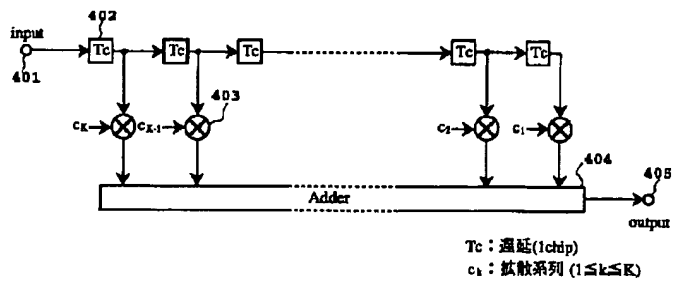
【図2】



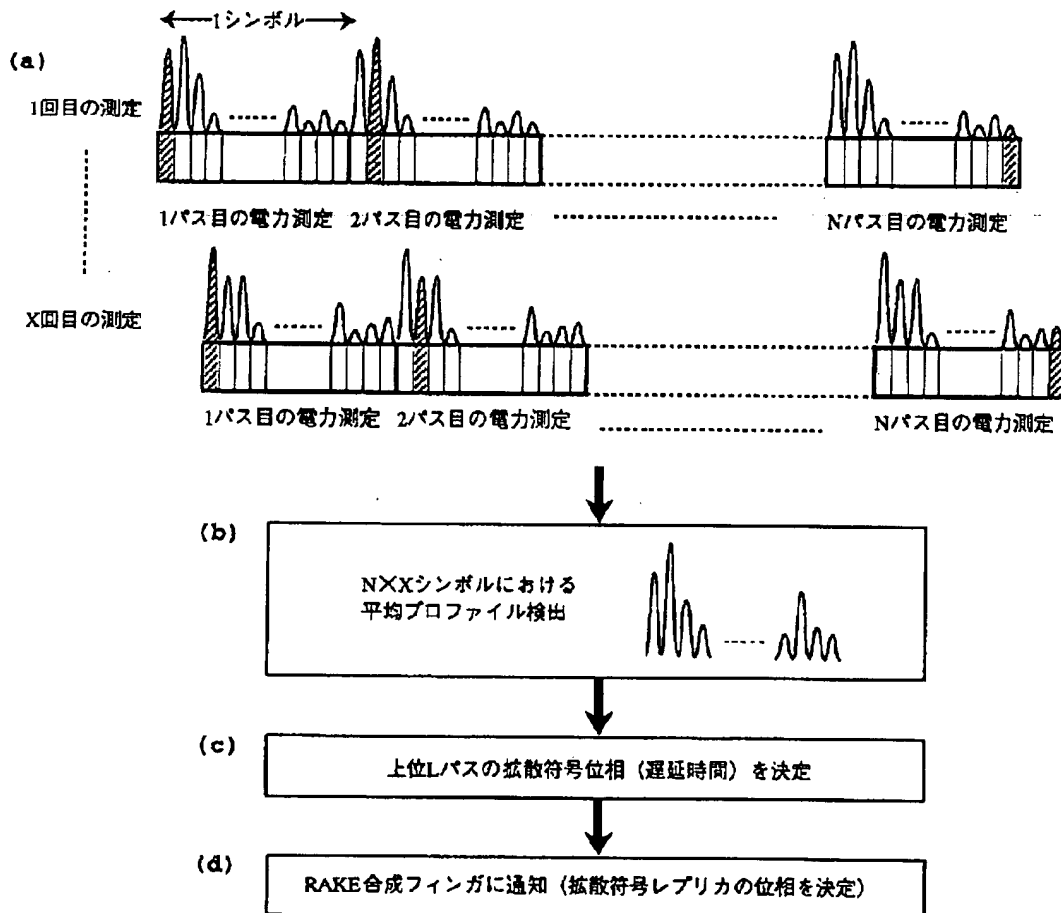
【図3】



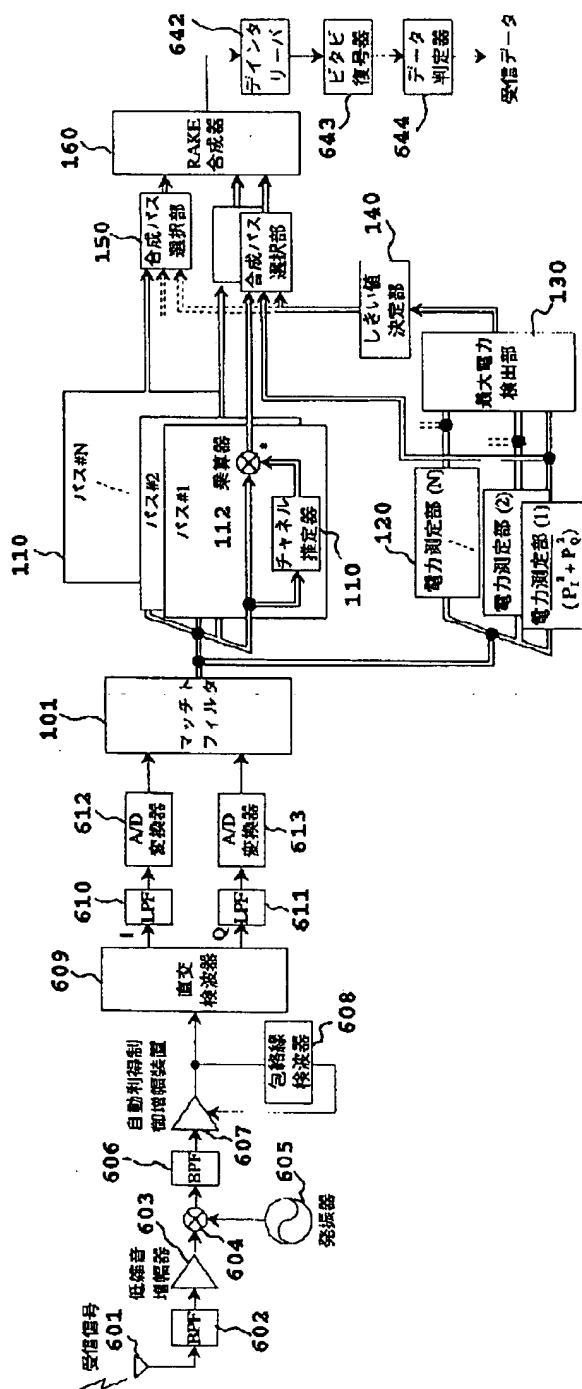
【図4】



【図7】



【図5】



【図6】

